

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP04/018425

International filing date: 03 December 2004 (03.12.2004)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2003-417689
Filing date: 16 December 2003 (16.12.2003)

Date of receipt at the International Bureau: 27 January 2005 (27.01.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

PCT/JP 2004/018425

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

03.12.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 1 2 月 1 6 日
Date of Application:

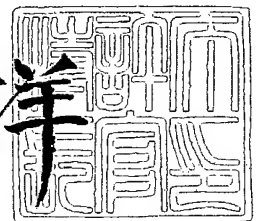
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 4 1 7 6 8 9
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 3 - 4 1 7 6 8 9]

出 願 人
Applicant(s): 日本精工株式会社
 NSKステアリングシステムズ株式会社

2 0 0 5 年 1 月 1 4 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川 洋



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 1 2 2 6 1 3

【書類名】 特許願
【整理番号】 031137
【提出日】 平成15年12月16日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 B62D 5/04
【発明者】
 【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町 7 8 番地 N S Kステアリングシステムズ株
 式会社内
 【氏名】 小林 秀行
【発明者】
 【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町 7 8 番地 N S Kステアリングシステムズ株
 式会社内
 【氏名】 坂口 徹
【発明者】
 【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町 7 8 番地 N S Kステアリングシステムズ株
 式会社内
 【氏名】 原 雄志
【特許出願人】
 【識別番号】 000004204
 【氏名又は名称】 日本精工株式会社
 【代表者】 朝香 聖一
【特許出願人】
 【識別番号】 302066629
 【氏名又は名称】 N S Kステアリングシステムズ株式会社
 【代表者】 庄司 雅夫
【代理人】
 【識別番号】 100092299
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 貞重 和生
 【電話番号】 03-3585-2364
【選任した代理人】
 【識別番号】 100108730
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 天野 正景
 【電話番号】 03-3585-2364
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 049010
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1

【書類名】特許請求の範囲

【請求項 1】

少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御する電動パワーステアリング装置において、

前記操舵補助指令値に基づいてモータ端子間電圧を決定するデューティ比 D1 及びデューティ比 D2 を演算するデューティ比演算手段と、

直列接続された 2 個の半導体素子を備えた第 1 及び第 2 のアームで構成された Hブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続し、Hブリッジ回路の第 1 のアームの上段の半導体素子を前記デューティ比 D1 の PWM 信号で駆動し、第 2 のアームの下段の半導体素子を前記デューティ比 D2 の PWM 信号で駆動するモータ駆動回路とを備え、

前記デューティ比演算手段は、所定の演算式に基づいて、前記操舵補助指令値からデューティ比 D 対モータ電流特性が連続した線形特性を示すようにデューティ比 D1 及びデューティ比 D2 を演算するものであること

を特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項 2】

前記デューティ比演算手段は、モータ逆起電力に基づいてデューティ比対モータ電流特性が連続した線形特性を示すように、デューティ比 D2 をデューティ比 D1 と独立に演算することを特徴とする請求項 1 記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 3】

少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御する電動パワーステアリング装置において、

前記操舵補助指令値に基づいてモータ端子間電圧を決定するデューティ比 D1 及びデューティ比 D2 を演算するデューティ比演算手段と、

直列接続された 2 個の半導体素子を備えた第 1 及び第 2 のアームで構成された Hブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続し、Hブリッジ回路の第 1 のアームの上段の半導体素子を前記デューティ比 D1 の PWM 信号で駆動し、第 2 のアームの下段の半導体素子を前記デューティ比 D2 の PWM 信号で駆動するモータ駆動回路とを備え、

前記デューティ比演算手段は、前記デューティ比 D1 を以下の式 (a) により演算し、前記デューティ比 D2 を以下の式 (b) により演算すること

$$D1 = V_{ref2} / V_r \cdots \cdots (a)$$

$$D2 = \{ V_{ref2} + \text{sign}(V_{ref2}) (V_r - |K_T \omega|) \} / V_r \cdots \cdots (b)$$

但し、 $|V_{ref}| < |d1|$ の範囲、また $d1 = K_T \omega$

V_{ref} : モータ端子間電圧指令値

V_{ref2} : 線形化モータ端子間電圧指令値

$$= 1/2 (V_{ref} - K_T \omega)$$

V_r : モータに供給される電圧 (バッテリー電圧)

K_T : モータの逆起電力定数

ω : モータ角速度

$\text{sign}(V_{ref2})$: 線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} の符号

を特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項 4】

前記デューティ比演算手段は、電流駆動線形化補償器、電流不連続補償器から構成され、前記電流駆動線形化補償器はモータ端子間電圧指令値 V_{ref} を入力として前記式 (a) に基づいて線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} に対応するデューティ比 D1 を演算し、電流不連続補償器は線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} を入力として前記式 (b) に基づいてデューティ比 D2 を演算すること

を特徴とする請求項 3 記載の電動パワーステアリング装置。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電動パワーステアリング装置

【技術分野】

【0001】

この発明は、電動パワーステアリング装置に関し、特にその制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

車両用の電動パワーステアリング装置には、操向ハンドルの操作によりステアリングシヤフトに発生する操舵トルクその他を検出し、その検出信号に基づいてモータの制御目標値である操舵補助指令値を演算し、電流フィードバック制御回路において、前記した制御目標値である操舵補助指令値とモータ電流の検出値との差を電流制御値として求め、電流制御値によりモータを駆動して操向ハンドルの操舵力を補助するものがある。

【0003】

このような電動式パワーステアリング装置では、図7に示すように、4個の電界効果型トランジスタFET1～FET4をブリッジに接続して第1及び第2の2つのアームを備えたHブリッジ回路を構成し、その入力端子間に電源Vを、出力端子間に前記モータMを接続したモータ制御回路が使用されている。

【0004】

そして、前記モータ制御回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組のFETのうち、第1のアームのFET1（或いは第2のアームのFET2）を電流制御値に基づいて決定されるデューティ比DのPWM信号（パルス幅変調信号）で駆動することにより、モータ電流の大きさが制御される。

【0005】

また、前記電流制御値の符号に基づいて第2のアームのFET3をON、第1のアームのFET4をOFF（或いは第2のアームのFET3をOFF、第1のアームのFET4をON）に制御することにより、モータMの回転方向が制御される。

【0006】

FET3が導通状態にあるときは、電流はFET1、モータM、FET3を経て流れ、モータMに正方向の電流が流れる。第2のアームのFET4が導通状態にあるときは、電流はFET2、モータM、FET4を経て流れ、モータMに負方向の電流が流れる。このモータ制御回路は、同一アーム上のFETが同時に駆動されることがないのでアームが短絡される可能性が低く、信頼性が高いため広く利用されている。

【0007】

図8は、モータ電流I（モータに実際に流れる電流であり、モータ電流の検出値とは異なる）とPWM信号のデューティ比Dとの関係を示すものである。即ち、操向ハンドルが操作されて操舵トルクが発生している状態では、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係は、図8において線（a）で示すように変化し、制御回路において操舵トルクの検出信号に基づいてモータ電流の制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}が演算され、演算された操舵補助指令値I_{ref}とフィードバックされるモータ電流の検出値iとの差の電流制御値Eがモータ駆動回路に出力されるから、モータ駆動回路の半導体素子を制御するデューティ比Dはある値をとり、格別の支障は生じない。

【0008】

しかしながら、操向ハンドルを切った後、セルフアライニングトルクにより操向ハンドルが直進走行位置に戻るとき（以下、「ハンドル戻し」という）は、操舵トルクが発生していない状態にあるから、モータ電流の制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}は零となるが、モータに逆起電力が発生するため、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係は、図8において線（b）で示すように、逆起電力に相当するだけ上方に移動し、デューティ比Dの値が零の付近でモータ電流Iとデューティ比Dとの関係に不連続部分xが生じる。

【0009】

一方、フィードバック制御回路は電流制御値Eを演算しようとするが、操舵補助指令値

I ref に対応するデューティ比Dがないため、図8において線(c)で示すように、モータ電流Iの不連続部分にほぼ対応した振幅の振動電流が電流制御値Eとして出力される。このような振動電流の発生は、雑音の発生源となるほかフィードバック制御の安定性を阻害する原因ともなる。

【0010】

そこで、本出願人は、その解決のため、モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で定義される第2のデューティ比のPWM信号で、それぞれ独立に駆動する構成を提案した。この構成によれば、図9に示すように、点pと点oとが直線で結ばれてハンドル戻しの状態など、操舵トルクが発生していない状態のときもデューティ比Dの値が零の付近でモータ電流Iとデューティ比Dとの関係に不連続部分がなくなり、電流制御値Eとして振動電流が出力されることがないので、雑音の発生がなく安定性のよいフィードバック制御を実現することができる（特許文献1参照）。

【0011】

また、これと類似の構成として、第1のアームの半導体素子を第1のデューティ比で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比に基づいて決定される、第1のデューティ比と異なる第2のデューティ比で駆動する構成も提案されている（特許文献2参照）。

【特許文献1】特開平9-39810号公報

【特許文献2】特許第3066616号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

上記したように、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で定義される第2のデューティ比のPWM信号で、それぞれ独立に駆動する構成では、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係に不連続部分がなくなり、雑音の発生がなく安定性も改善される。しかしながら、図9からも明らかなように、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係が3段階に切換えられるから、その切換に伴うチャタリングを皆無にすることが難しく、チャタリングによる制御音や振動が発生するという不都合が生じる。この発明は上記課題を解決することを目的とするものである。

【課題を解決するための手段】

【0013】

この発明は上記課題を解決するもので、請求項1の発明は、少なくともステアリングシヤフトに発生する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御する電動パワーステアリング装置において、前記操舵補助指令値に基づいてモータ端子間電圧を決定するデューティ比D1及びデューティ比D2を演算するデューティ比演算手段と、直列接続された2個の半導体素子を備えた第1及び第2のアームで構成されたHブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続し、Hブリッジ回路の第1のアームの上段の半導体素子を前記デューティ比D1のPWM信号で駆動し、第2のアームの下段の半導体素子を前記デューティ比D2のPWM信号で駆動するモータ駆動回路とを備え、前記デューティ比演算手段は、所定の演算式に基づいて、前記操舵補助指令値からデューティ比D対モータ電流特性が連続した線形特性を示すようにデューティ比D1及びデューティ比D2を演算するものであることを特徴とする電動パワーステアリング装置である。

【0014】

そして、前記デューティ比演算手段は、モータ逆起電力に基づいてデューティ比対モータ電流特性が連続した線形特性を示すように、デューティ比D2をデューティ比D1と独

立に演算する。

【0015】

請求項3の発明は、少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御する電動パワーステアリング装置において、前記操舵補助指令値に基づいてモータ端子間電圧を決定するデューティ比D1及びデューティ比D2を演算するデューティ比演算手段と、直列接続された2個の半導体素子を備えた第1及び第2のアームで構成されたHブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続し、Hブリッジ回路の第1のアームの上段の半導体素子を前記デューティ比D1のPWM信号で駆動し、第2のアームの下段の半導体素子を前記デューティ比D2のPWM信号で駆動するモータ駆動回路とを備え、前記デューティ比演算手段は、前記デューティ比D1を以下の式(a)により演算し、前記デューティ比D2を以下の式(b)により演算すること

$$D1 = V_{ref2} / V_r \dots \dots \dots (a)$$

$$D2 = \{ V_{ref2} + \text{sign}(V_{ref2}) (V_r - |K_T \omega|) \} / V_r \dots \dots (b)$$

但し、 $|V_{ref}| < |d1|$ の範囲、また $d1 = K_T \omega$

V_{ref} : モータ端子間電圧指令値

V_{ref2} : 線形化モータ端子間電圧指令値

$$= 1/2 (V_{ref} - K_T \omega)$$

V_r : モータに供給される電圧 (バッテリー電圧)

K_T : モータの逆起電力定数

ω : モータ角速度

$\text{sign}(V_{ref2})$: 線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} の符号

を特徴とする電動パワーステアリング装置である。

【0016】

そして、前記デューティ比演算手段は、電流駆動線形化補償器、電流不連続補償器から構成され、前記電流駆動線形化補償器はモータ端子間電圧指令値 V_{ref} を入力として前記式(a)に基づいて線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} に対応するデューティ比D1を演算し、電流不連続補償器は線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} を入力として前記式(b)に基づいてデューティ比D2を演算する。

【発明の効果】

【0017】

以上説明したとおり、この発明によれば、モータ角速度零付近においてデューティ比D対モータ電流特性が連続した線形特性を示すから、従来の電動パワーステアリング装置の制御装置のように、モータ角速度零付近においてデューティ比D対モータ電流特性に不連続部分を解消するほか、段階的な連続特性を解消することができるから、操舵ハンドルを切った後に直線走行に戻るときのハンドル戻し時においてもフィードバック特性が変化することがなくなり、操舵感覚に違和感を与えることなく極めて滑らかな操舵感覚を与えることができる。

【0018】

更に、ハンドル戻し時にモータに発生する逆起電力が連続して変化し、段階的な変化が発生しないからチャタリングが発生することがなく、チャタリングによるノイズの発生もなく、カーラジオ等に雑音が発生させるおそれもない等、従来の装置に見られない顕著な効果を奏するものである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

以下、この発明の実施の形態について説明する。まずこの発明の基本概念について説明する。この発明では、先に図9を参照して説明したモータ電流Iとデューティ比Dとの間の非線形の制御特性、即ち3段階に折れ曲がった直線からなる非線形の制御特性を更に改良し、制御特性を連続した線形特性にしようとするものである。

【0020】

先に図7を参照して説明したように、電動パワーステアリング装置のモータ制御回路は4個の電界効果型トランジスタFET1～FET4をブリッジに接続して第1及び第2の2つのアームを備えたHブリッジ回路から構成され、FET1～FET4は操舵補助指令値とフィードバックされるモータ電流の検出値との差である電流制御値Eに基づいて決定された第1のデューティ比D1（以下、デューティD1という）及び第2のデューティ比D2（以下、デューティD2という）のPWM信号で駆動される。

【0021】

図1は、このHブリッジ回路において、FET1をデューティD1で、FET3をオン、即ちデューティD2＝100%として駆動し、FET2とFET4をオフとしたときの、モータ端子間電圧 V_m とモータ電流 I との関係を示す図で、モータ角速度 ω が（ $\omega = -\alpha$ ）のとき、モータ端子間電圧 V_m をマイナス側からプラス側に増加させると、モータ端子間電圧 V_m が（ $V_m = -d1$ ）においてモータ電流 i が急激に零（ $i = 0$ ）になる。また、モータ角速度 ω が（ $\omega = \alpha$ ）のとき、モータ端子間電圧 V_m をプラス側からマイナス側に減少させると、モータ端子間電圧 V_m が（ $V_m = d1$ ）においてモータ電流 i が急激に零（ $i = 0$ ）になる。

【0022】

なお、前記説明ではモータ端子間電圧 V_m で説明したが、デューティ比Dはモータ端子間電圧 V_m を決定する比率であるから、モータ端子間電圧をデューティ比と置き換えることもできる。また、FET1とFET3の組み合わせを、FET2とFET4の組み合わせとすると、モータの回転方向が逆になるが、その動作は本質的に変わらないので、以下の説明では、FET1とFET3について説明する。

【0023】

前記した非線形特性の改善を行うため、この発明では、前記第1及び第2の2つのアームを備えたHブリッジ回路において、FET1をデューティD1で駆動し、FET3をデューティD2で駆動するものとし、デューティD1を以下の式（a）で設定し、デューティD2を以下の式（b）で設定するものとする。

【0024】

$$D1 = V_{ref2} / V_r \dots\dots\dots (a)$$

$$D2 = \{V_{ref2} + \text{sign}(V_{ref2}) (V_r - |K_T \omega|)\} / V_r \dots\dots (b)$$

但し、 $V_{ref2} = 1/2 (V_{ref} - K_T \omega)$

$|V_{ref}| < |d1|$ の範囲、また $d1 = K_T \omega$

ここで、 V_{ref} ：モータ端子間電圧指令値

V_{ref2} ：線形化モータ端子間電圧指令値

V_r ：モータに供給される電圧（バッテリー電圧）

K_T ：モータの逆起電力定数

ω ：モータ角速度

$\text{sign}(V_{ref2})$ ：線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} の符号。

【0025】

以下、前記したデューティD1、及びデューティD2の算出方法について説明する。

【0026】

Hブリッジ回路のPWM信号駆動の基本式は、以下の式（1）で表される。

【0027】

$$V_m = (D1 + D2) V_r - \text{sign}(D1) V_r - K_T \omega \dots\dots (1)$$

但し、 V_m ：モータ端子間電圧

D1：上段FETを駆動する上段デューティ比（値－1～＋1）

D2：下段FETを駆動する下段デューティ比（値－1～＋1）

V_r ：モータに供給される電圧（バッテリー電圧）

K_T ：モータの逆起電力定数

ω ：モータ角速度

通常はデューティD2は100%（ $D2 = 1.0$ ）に固定し、デューティD1のみを変

化させる。従って、例えば、バッテリー電圧の30% ($D1 = 0.3$) をモータに印加するときのモータ端子間電圧 V_m は、 $D1$ の符号 $\text{sign}(0.3)$ が正であるから、式(1)から以下のようになる。

【0028】

$$\begin{aligned} V_m &= (0.3 + 1) V_r - \text{sign}(0.3) V_r - K_T \omega \\ &= 0.3 V_r - K_T \omega \end{aligned}$$

しかしながら、先に説明した従来技術(特許文献1参照)では、既に説明したような不都合を解決するために、デューティ $D2$ を以下の式(2)で演算している。

【0029】

$$D2 = D1 + \text{sign}(D1) \times B \dots \dots \dots (2)$$

但し、 B は定数

そして、デューティ $D1$ とモータ電流 I との関係が、図9に示す特性になるように定数 B を決定する。なお、モータの内部抵抗は一定値として扱うことができるから、図9に示す特性図は、モータ電流 I をモータ端子間電圧 V_m に置き換えても成立する。

【0030】

以下、前記した定数 B の決定について説明する。前記式(1)に、デューティ $D1$ と、モータ逆起電力 $K_T \omega$ とは異符号であるという条件を入れると、式(1)は以下の式(3)に書き直すことができる。

【0031】

$$\begin{aligned} V_m &= (D1 + D2) V_r - \text{sign}(D1) V_r + \text{sign}(D1) |K_T \omega| \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

式(3)は図8に示す不感帯特性を表したものである。式(3)に上段デューティ $D1$ が零 ($D1 = 0$) のときにモータ端子間電圧 V_m が零 ($V_m = 0$) となる条件を代入すると、定数 B は以下の式(4)で表すことができる。

【0032】

$$\begin{aligned} 0 &= (0 + D2) V_r - \text{sign}(0) V_r + \text{sign}(0) |K_T \omega| \\ &= D2 V_r - V_r + |K_T \omega| \quad \text{となり、これに、式(2)を代入すると、} \\ 0 &= \{D1 + \text{sign}(D1) \times B\} V_r - V_r + |K_T \omega| \\ &= B V_r - V_r + |K_T \omega| \\ B &= 1 - \{|K_T \omega| / V_r\} \dots \dots \dots (4) \end{aligned}$$

即ち、定数 B は式(4)で決定されるので、式(2)で表されるデューティ $D2$ はデューティ $D1$ の関数となる。

【0033】

図2は、先に説明した図9を書き直したもので、図1に示したモータ端子間電圧 V_m とモータ電流 I との不連続特性の改善を説明する図で、不連続特性を示す部分 $A1'$ を部分 $A1$ に、部分 $A2'$ を部分 $A2$ に変換して不連続特性を連続特性に変換することを示している。

【0034】

部分 $A1'$ 及び部分 $A2'$ の特性式は、この部分のデューティを $D1'$ とすれば以下の式(5)で表わすことができる。

【0035】

$$V_m = V_r D1' - K_T \omega \dots \dots \dots (5)$$

デューティを $D1'$ をデューティを $D1$ で定義することができれば、前記不連続特性を連続特性に変換することができる。式(1)に、式(2)、式(4)、式(5)を代入する。まず、式(1)に式(5)を代入する。

【0036】

$$\begin{aligned} V_m &= (D1 + D2) V_r - \text{sign}(D1) V_r - K_T \omega \\ V_r D1' - K_T \omega &= (D1 + D2) V_r - \text{sign}(D1) V_r - K_T \omega \\ V_r D1' &= (D1 + D2) V_r - \text{sign}(D1) V_r \end{aligned}$$

この式の $D2$ に式(2)を代入すると

$$V_r D1' = \{D1 + (D1 + \text{sign}(D1) \times B) V_r - \text{sign}(D1) V_r\}$$

$$D1' = 2 D1 + \text{sign}(D1) (B - 1)$$

この式をD1で解くと

$$D1 = 1/2 \{D1' - \text{sign}(D1) (B - 1)\}$$

この式のBに式(4)を代入すると

$$D1 = 1/2 \{D1' - \text{sign}(D1) \{ |K_T \omega| / V_r \}\}$$

上段デューティD1と $K_T \omega$ が異符号であるという条件を加えると、

$$D1 = 1/2 \{D1' - (K_T \omega / V_r)\} \dots \dots \dots (6)$$

となり、式(6)の右辺から $\text{sign} D1$ を消去し、絶対値を外すことができるので、デューティD1'はデューティD1で定義することができる。

【0037】

以上の説明は、図2におけるモータ端子間電圧 V_m とモータ電流 I との不連続特性の部分A1'を部分A1に、部分A2'を部分A2に変換して不連続特性を連続特性に変換できることを説明したものであるが、なお、図2において、モータ端子間電圧 V_m とモータ電流 I との特性は、 $p-o-q$ の3段階に折れ曲がった連続特性であるので、この3段階に折れ曲がった連続特性 $p-o-q$ を、図3に示すような完全線形の連続特性 $p-q$ に変換する。

【0038】

なお、この実施の形態では、モータ電流を制御する電流指令値 I_{ref} と検出されたモータ電流 i との差から電圧指令値 V_{ref} を演算してモータ端子間電圧を制御しており、デューティの値を電圧値として演算決定しているので、以下の説明では電圧指令値 V_{ref} で説明する。

【0039】

まず、前記式(6)にしたがって電圧指令値 V_{ref} を第2電圧指令値 V_{ref2} にマッピング処理する。ここで「マッピング」の意味は、図2に示す3段階に折れ曲がった連続特性 $p-o-q$ を、図3に示す完全線形の連続特性 $p-q$ に変換するように、電圧指令値 V_{ref} を第2電圧指令値 V_{ref2} に変換することを指す。

【0040】

上記マッピング処理は、 $D1 = V_{ref2} / V_r$ 、 $D1' = V_{ref} / V_r$ とおき、図2に示す線A1をA1'に、線A2をA2'に変換させる処理である。なお、この変換は図2において $p-q$ の範囲に相当する、非線形特性 $|V_{ref}| < |K_T \omega|$ の範囲である。

【0041】

式(6)に、 $D1 = V_{ref2} / V_r$ 、 $D1' = V_{ref} / V_r$ を代入すると、式(6)は以下の式(7)で表され、式(7)によりマッピング処理が行われる。

【0042】

$$V_{ref2} / V_r = 1/2 \{ (V_{ref} / V_r) - (K_T \omega / V_r) \}$$

$$V_{ref2} = 1/2 (V_{ref} - K_T \omega) \dots \dots \dots (7)$$

デューティD1の算出について説明する。前記したマッピング処理ではデューティD1は $D1 = V_{ref2} / V_r$ としており、また、 V_{ref2} は前記式(7)により表されるから、デューティD1は以下の式(a)で表される。

【0043】

$$D1 = \{ 1/2 (V_{ref} - K_T \omega) \} / V_r \dots \dots \dots (a)$$

なお、後述する実際の制御回路においては、式(a)で表されたデューティD1に、デッドタイム補償、及びデューティディザ加算処理などの補償処理が行われるが、この処理を行うか否かは任意の選択事項とする。上記式(a)で決定されるデューティD1には、デッドタイム補償、及びデューティディザ加算処理などの補償処理の結果は含まれていない。

【0044】

次に、デューティD2の算出について説明する。前記式(2)に式(4)、式(7)を

代入すると、以下のとおりデューティ D2 は前記した式 (b) で表すことができる。

【0045】

$$\begin{aligned} D2 &= D1 + \text{sign}(D1) \times B \cdots \cdots (2) \\ &= (V_{\text{ref}2}/V_r) + \text{sign}(V_{\text{ref}2}/V_r) \{1 - (|K_T \omega|/V_r)\} \\ &= \{V_{\text{ref}2} + \text{sign}(V_{\text{ref}2})(V_r - |K_T \omega|)\} / V_r \cdots \cdots (b) \end{aligned}$$

即ち、デューティ D2 は、前記したようにデューティ D1 を含まない式 (a) で表すことができるのであり、このことは、デューティ D2 は、デューティ D1 とは独立して決定できることを意味している。

【0046】

次に、この発明を実施するに適した電動パワーステアリング装置の概略を、図 4 乃至図 6 を参照して説明する。図 4 は電動パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図で、操向ハンドル 1 の軸 2 は減速ギア 4、ユニバーサルジョイント 5 a、5 b、ピニオンラック機構 7 を経て操向車輪のタイロッド 8 に結合されている。軸 2 には操向ハンドル 1 の操舵トルクを検出するトルクセンサ 3 が設けられており、また、操舵力を補助するモータ 10 がクラッチ 9、減速ギア 4 を介して軸 2 に結合している。

【0047】

パワーステアリング装置を制御する電子制御回路 13 は、バッテリー 14 からイグニツシヨンキー 11 を経て電力が供給される。電子制御回路 13 は、トルクセンサ 3 で検出された操舵トルクと車速センサ 12 で検出された車速に基づいて操舵補助指令値の演算を行い、演算された操舵補助指令値に基づいてモータ 10 に供給する電流を制御する。

【0048】

クラッチ 9 は電子制御回路 13 により制御される。クラッチ 9 は通常の動作状態では結合しており、電子制御回路 13 によりパワーステアリング装置の故障と判断された時、及び電源が OFF となっている時に切離される。

【0049】

図 5 は、電子制御回路 13 のブロック図である。この実施例では電子制御回路 13 は主として CPU から構成されるが、ここではその CPU 内部においてプログラムで実行される機能を示してある。例えば、位相補償器 21 は独立したハードウェアとしての位相補償器 21 を示すものではなく、CPU で実行される位相補償機能を示す。

【0050】

以下、電子制御回路 13 の機能と動作を説明する。トルクセンサ 3 から入力された操舵トルク信号は、位相補償器 21 で操舵系の安定を高めるために位相補償され、操舵補助指令値演算器 22 A に入力される。また、車速センサ 12 で検出された車速信号も操舵補助指令値演算器 22 A に入力される。

【0051】

操舵補助指令値演算器 22 A は、入力された操舵トルク信号、車速信号、及び検出されたモータ電流値 i に基づいて所定の演算式により操舵補助指令値（電流指令値） I_{ref} を演算する。電流制御器 22 B は入力された操舵補助指令値（電流指令値） I_{ref} 及び検出されたモータ電流値 i に基づいてモータ端子間電圧指令値 V_{ref} を演算する。

【0052】

デューティ比演算手段を構成するデューティ比演算装置 30 は、電流駆動線形化補償器 23、電流不連続補償器 24、及び補償加算器 25 から構成され、補償加算器 25 は乗算器 26、デッドタイム補償器 27、デューティデイズ加算器 28 から構成され、デューティ D1、デューティ D2、及びモータ駆動方向信号を出力する演算手段である。

【0053】

電流駆動線形化補償器 23 は、モータ端子間電圧指令値 V_{ref} 、バッテリー電圧 V_r 、及びモータ角速度 ω （図示しないモータ角速度センサで検出、またはモータ端子間電圧、モータ電流から推定）を入力として、前記式 (6) (7) に基づいて線形化モータ端子間電圧指令値 $V_{\text{ref}2}$ を演算する。演算値 $V_{\text{ref}2}$ は電流不連続補償器 24、及び補償加算器 25 に入力される。

【0054】

補償加算器 25 は前記式 (a) に基づいてデューティ D1 を演算するもので、乗算器 26 において線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} に所定のゲイン K を乗算し、デッドタイム補償器 27、デューティディザ加算器 28 においてデッドタイム補償及びデューティディザ加算処理などの補償処理を行ない、補償処理したデューティ D1 を演算する。

【0055】

電流不連続補償器 24 は前記式 (b) に基づいてデューティ D2 を演算するもので、線形化モータ端子間電圧指令値 V_{ref2} からデューティ D2 を演算する。

【0056】

演算されたデューティ D1 及びデューティ D2、並びに電流駆動線形化補償器 23 から出力されたモータ駆動方向信号はモータ駆動回路 35 に入力される。

【0057】

図 6 にモータ駆動回路 35 の構成の一例を示す。モータ駆動回路 35 は FET ゲート駆動回路 36、FET1 ~ FET4 からなる Hブリッジ回路 37 から構成され、入力された上段デューティ D1 及び下段デューティ D2、並びにモータ駆動方向信号に基づいて FET1 ~ FET4 を駆動する。

【0058】

モータ電流検出回路 38 は、抵抗 R1 の両端における電圧降下に基づいて正方向電流の大きさを検出し、また、抵抗 R2 の両端における電圧降下に基づいて負方向電流の大きさを検出する。検出されたモータ電流値 i は操舵補助指令値演算器 22A 及び電流制御器 22B にフィードバックされる。

【0059】

ここで、デッドタイム補償及びデューティディザ加算処理について説明する。まず、デッドタイム補償について説明する。Hブリッジ回路を使用したモータ駆動回路では PWM 信号のデューティ D に基づいて信号が H から L に切り換えられる時点、或いは信号が L から H に切り換えられる時点において、Hブリッジ回路の 2 つのアームが同時に導通して短絡することを防ぐため、PWM 信号の切換え時点にデッドタイムを設ける処理である。デッドタイム補償は本願発明の主題ではないので、ここでは説明を省略するが、本出願人の出願に係る特開平 8-142884 号公報に記載されている。

【0060】

次にデューティディザ加算処理について説明する。Hブリッジ回路を使用したモータ駆動回路では PWM 信号のデューティ D が零付近では、デューティ D 対モータ電流特性に不感帯が生じて制御の応答性が悪く、自然の操舵感覚が得られない。そこで不感帯付近では電圧ディザ信号をモータに供給して制御の応答性を改善し、自然の操舵感覚に近付ける処理である。デューティディザ加算処理は本願発明の主題ではないので、ここでは説明を省略するが、本出願人の出願に係る特開 2003-11834 号公報に記載されている。

【産業上の利用可能性】

【0061】

この発明は車両用の電動パワーステアリング装置に関するもので、半導体素子をブリッジ接続した Hブリッジ回路を使用したモータ駆動回路では、半導体素子を駆動する PWM 信号のデューティ D が零付近で生じるデューティ D 対モータ電流特性の不連続特性を線形特性として、制御の応答性を改善し自然の操舵感覚が得られる様にしたものである。

【図面の簡単な説明】

【0062】

【図 1】 Hブリッジ回路におけるモータ端子間電圧とモータ電流との関係を説明する図。

【図 2】 図 1 に示したモータ端子間電圧対モータ電流の不連続特性の連続特性への改善を説明する図。

【図 3】 図 2 に示したモータ端子間電圧対モータ電流の連続特性を完全線形特性への改善を説明する図。

【図 4】 電動パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図。

【図 5】 電子制御回路のブロック図。

【図 6】 モータ駆動回路の構成の一例を説明する図。

【図 7】 電動パワーステアリング装置のモータ駆動回路として使用される Hブリッジ回路の基本構成を説明する図。

【図 8】 モータ電流と P W M 信号のデューティ比の関係に生ずる不連続部を説明する図。

【図 9】 モータ電流と P W M 信号のデューティ比の関係に生ずる不連続部の解決手法を説明する図。

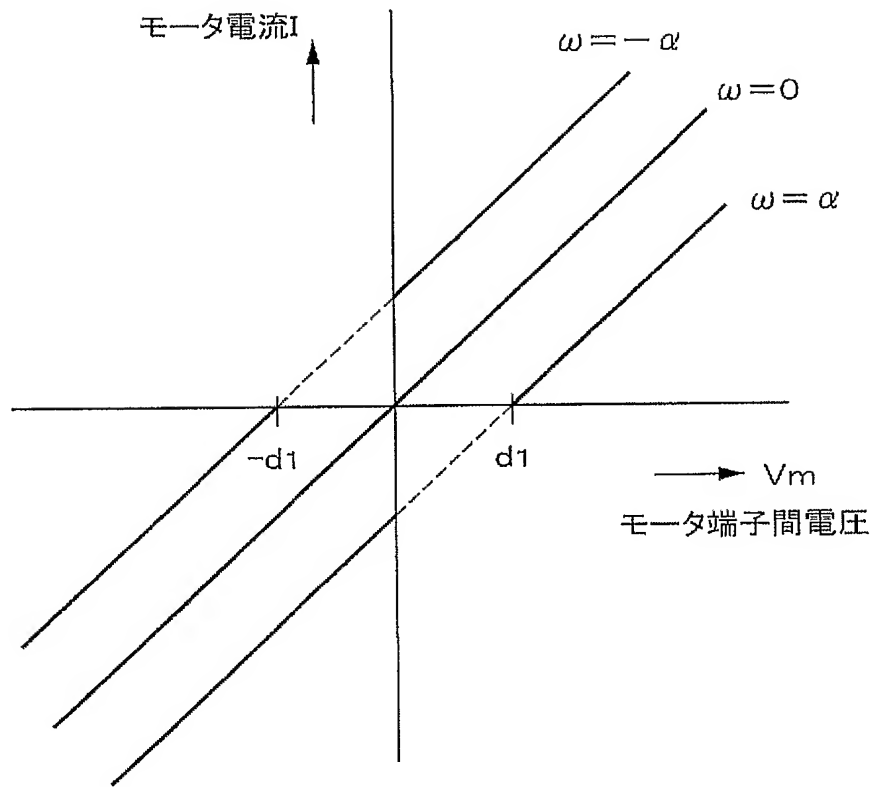
【符号の説明】

【 0 0 6 3 】

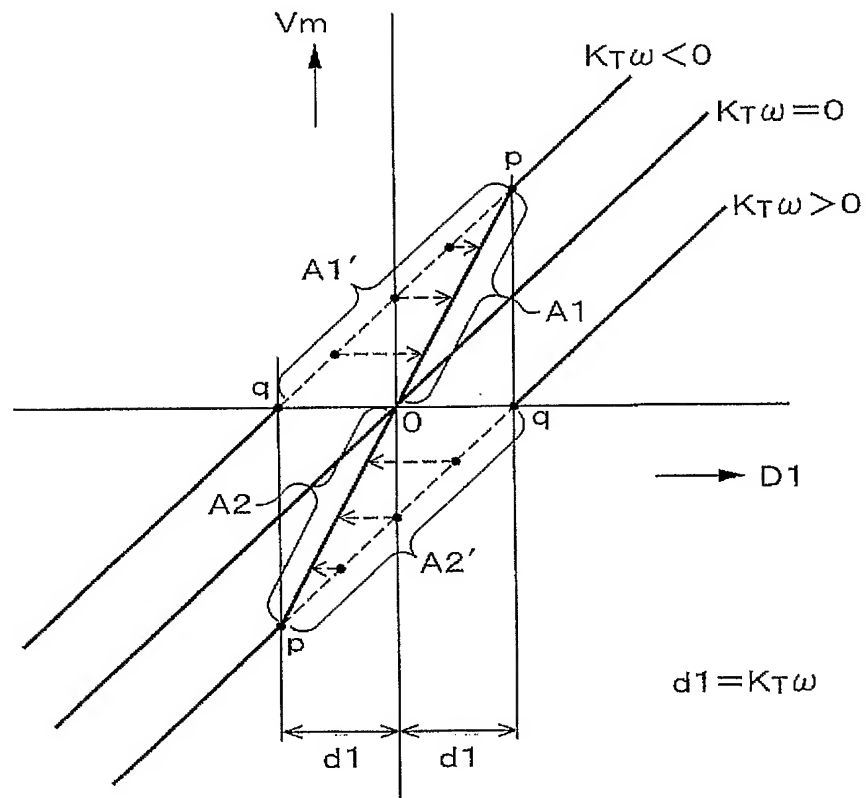
- 1 操向ハンドル
- 2 軸
- 3 トルクセンサ
- 4 減速ギア
- 5 a、5 b ユニバーサルジョイント
- 7 ピニオンラック機構
- 8 タイロッド
- 9 クラッチ
- 1 0 モータ
- 1 1 イグニツションキー
- 1 2 車速センサ
- 1 3 電子制御回路
- 1 4 バッテリ
- 2 1 位相補償器
- 2 2 A 操舵補助指令値演算器
- 2 2 B 電流制御器
- 2 3 電流駆動線形化補償器
- 2 4 電流不連続補償器
- 2 5 補償加算器
- 2 6 乗算器
- 2 7 デッドタイム補償器
- 2 8 デューティディザ加算器
- 3 0 デューティ比演算装置
- 3 5 モータ駆動回路
- 3 6 F E T ゲート駆動回路
- 3 7 Hブリッジ回路
- 3 8 モータ電流検出回路

【書類名】 図面

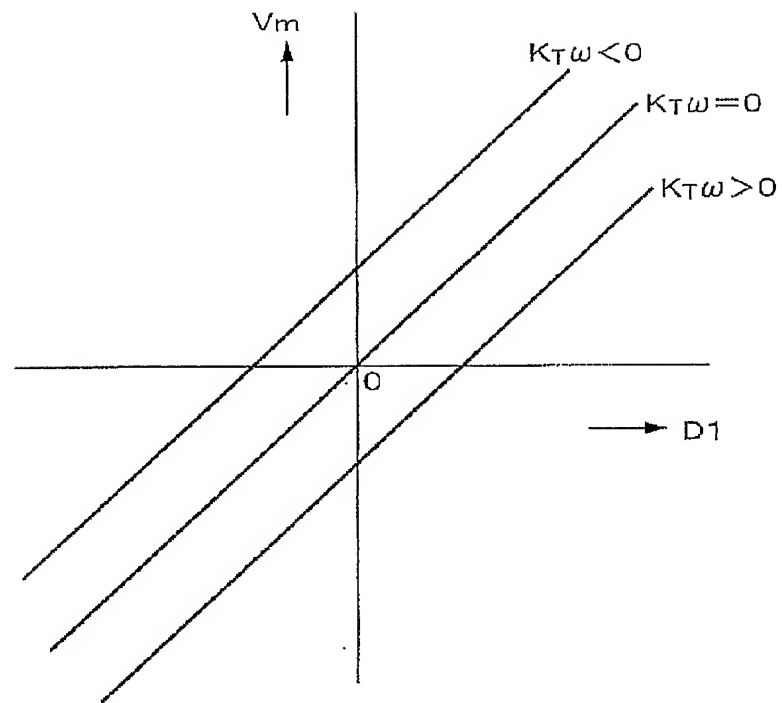
【図 1】



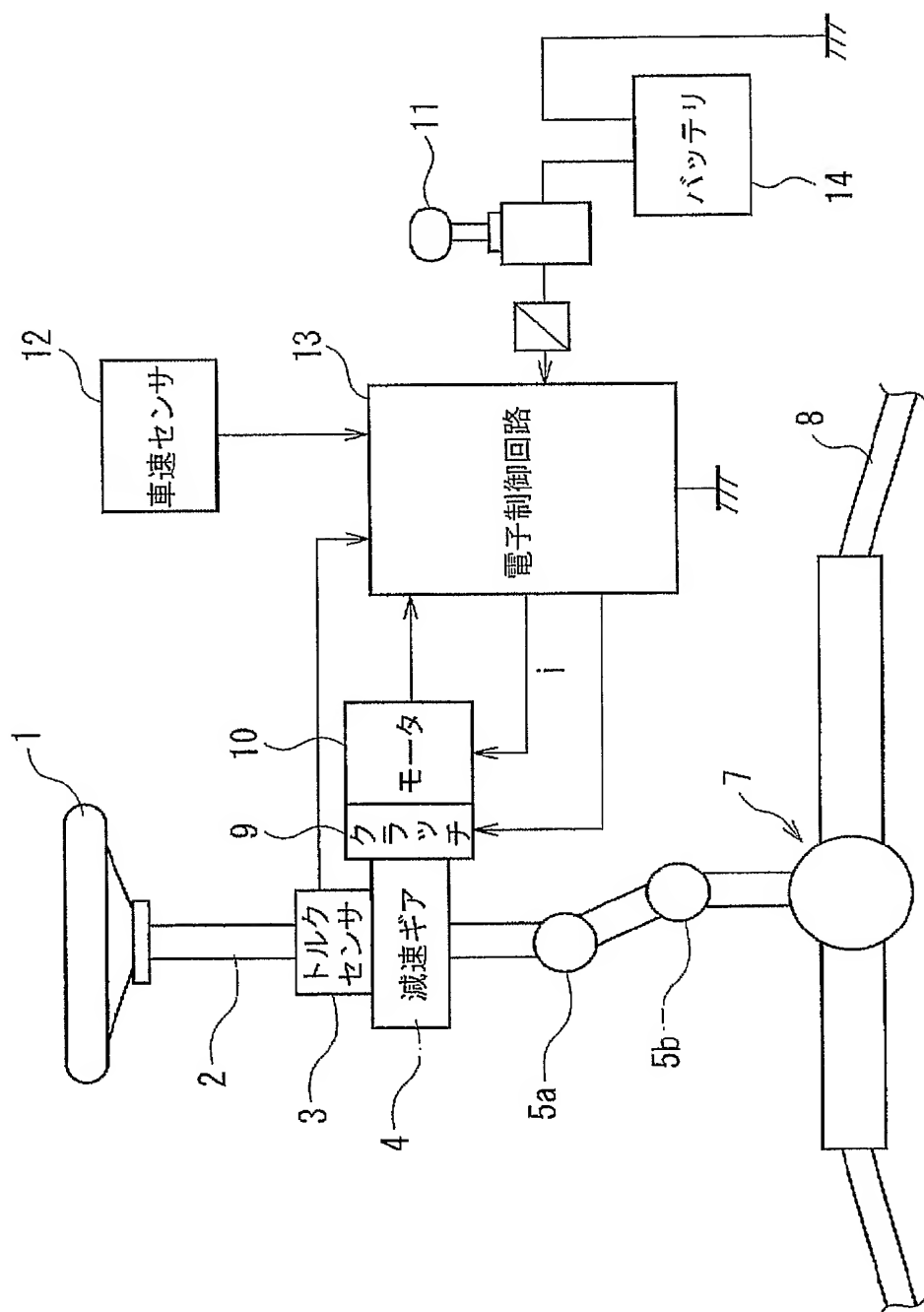
【図 2】



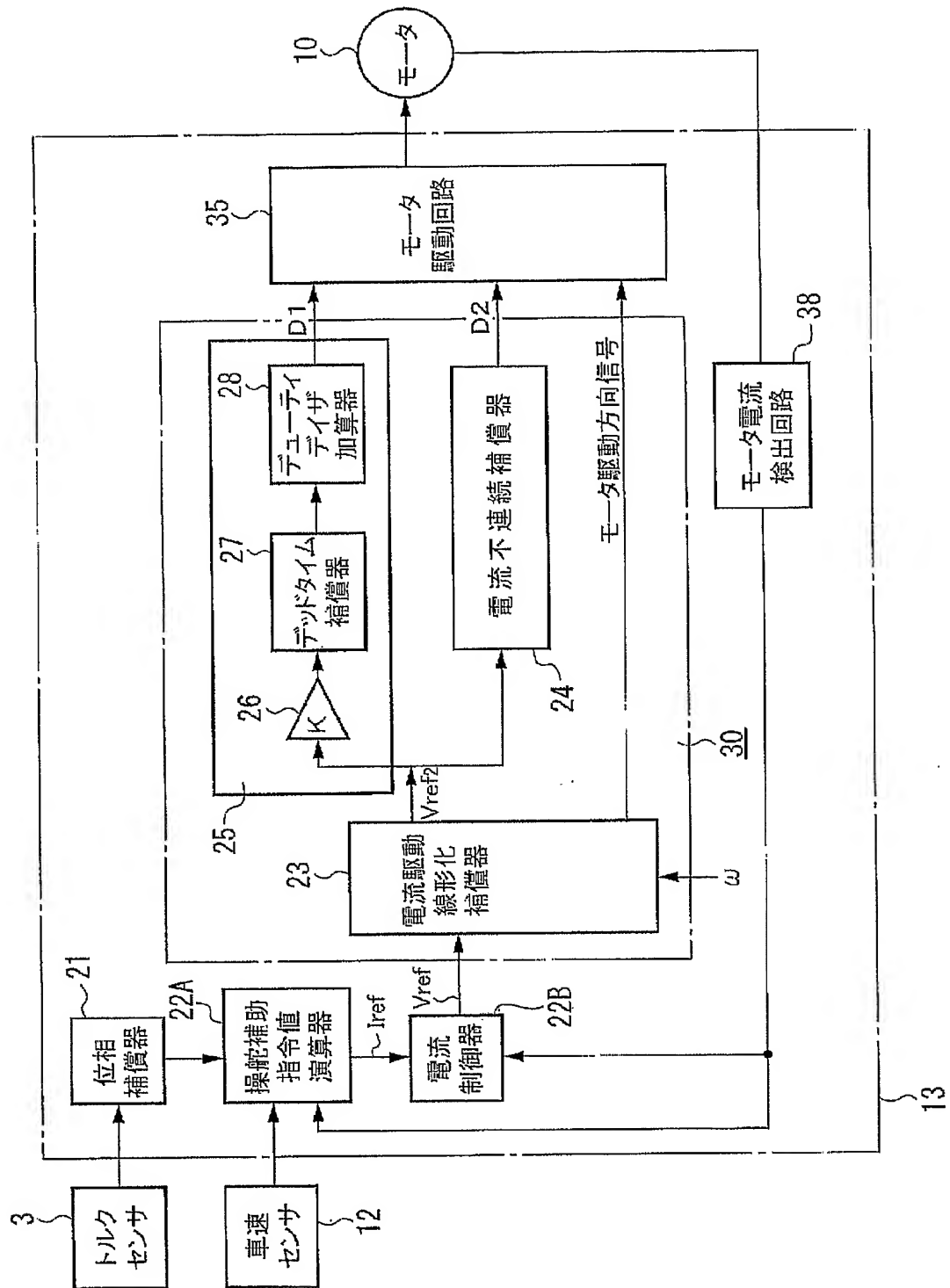
【図 3】



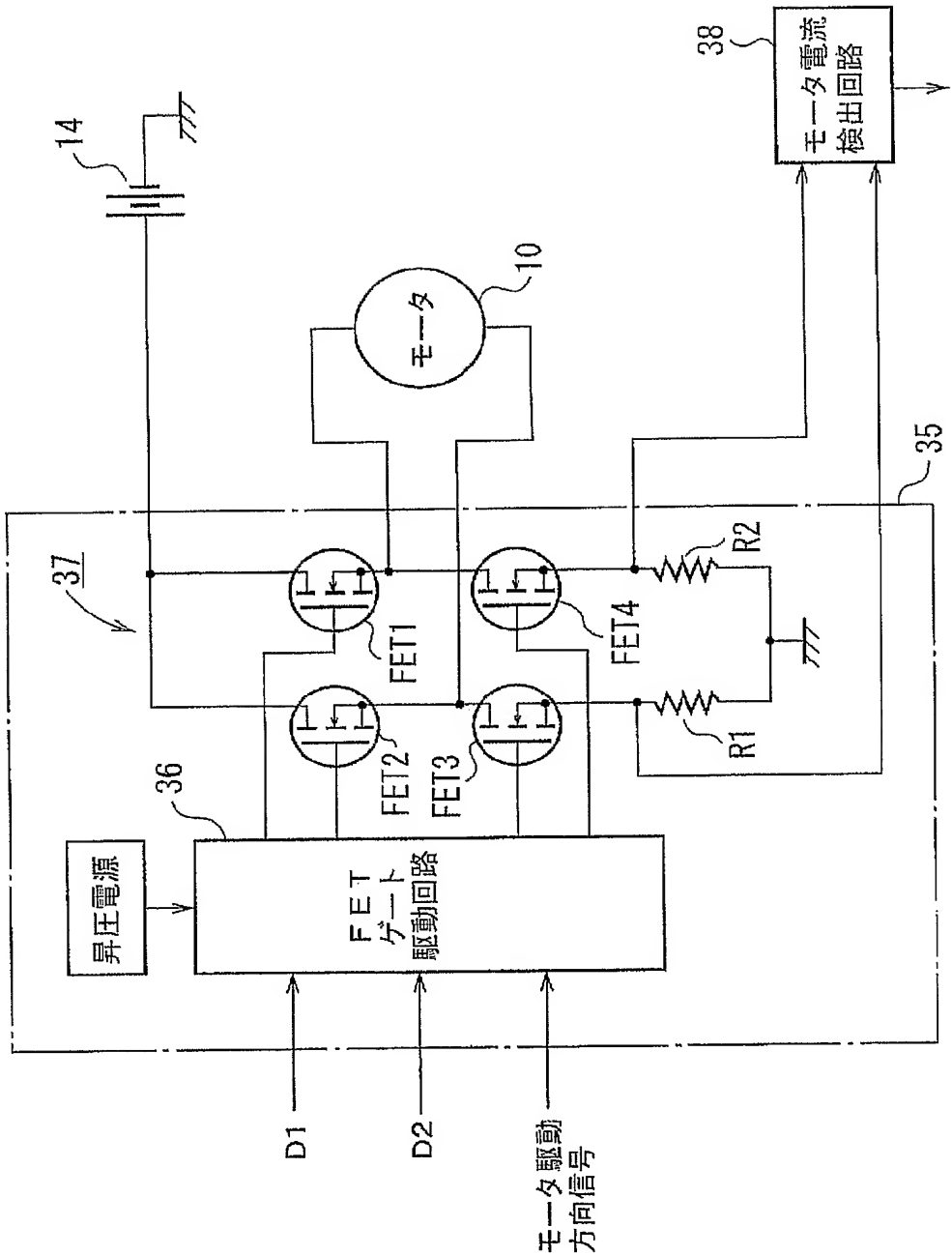
【図 4】



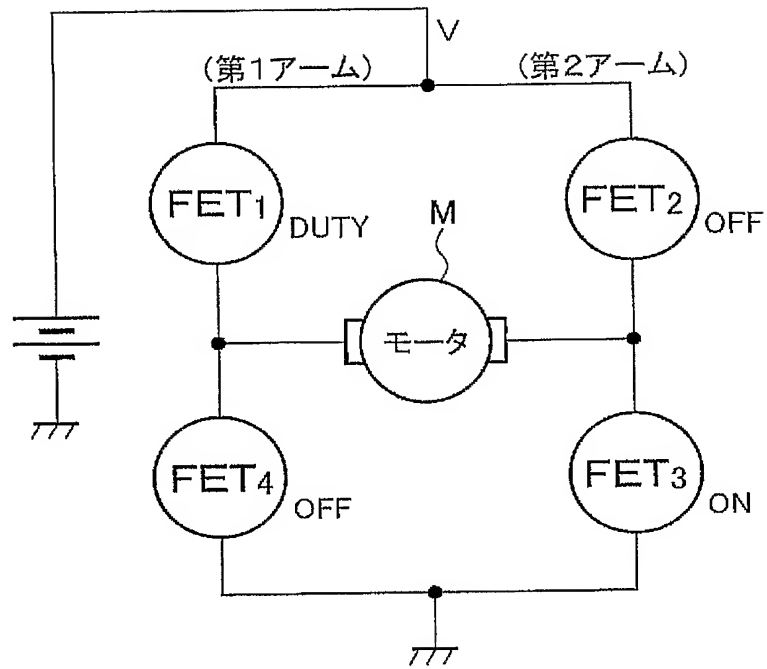
【図 5】



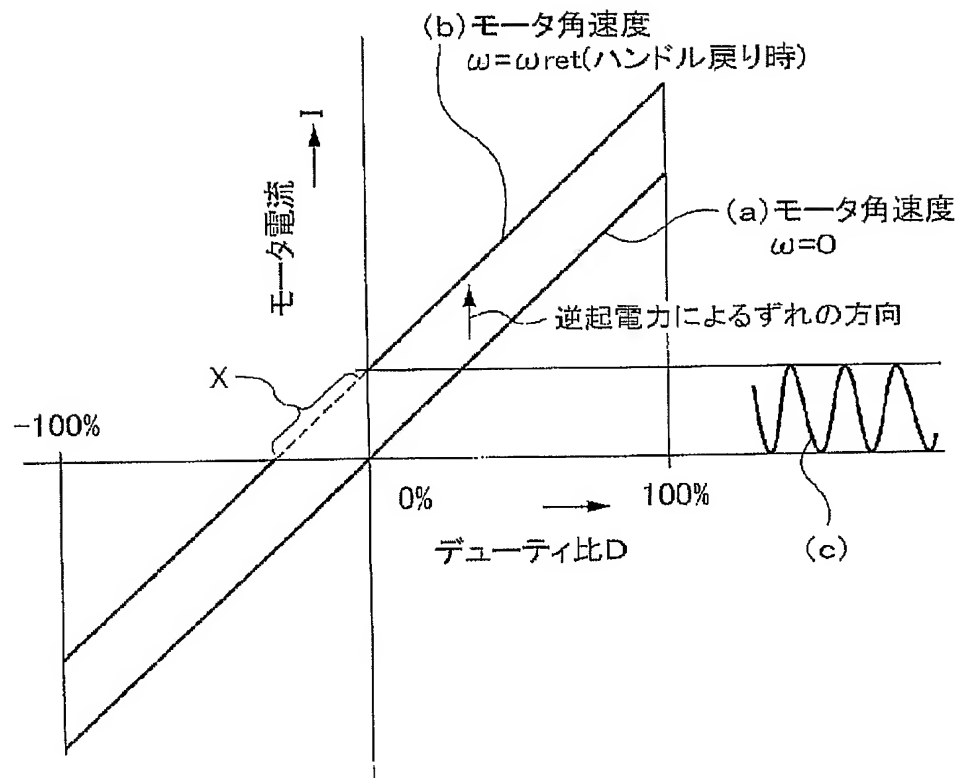
【図 6】



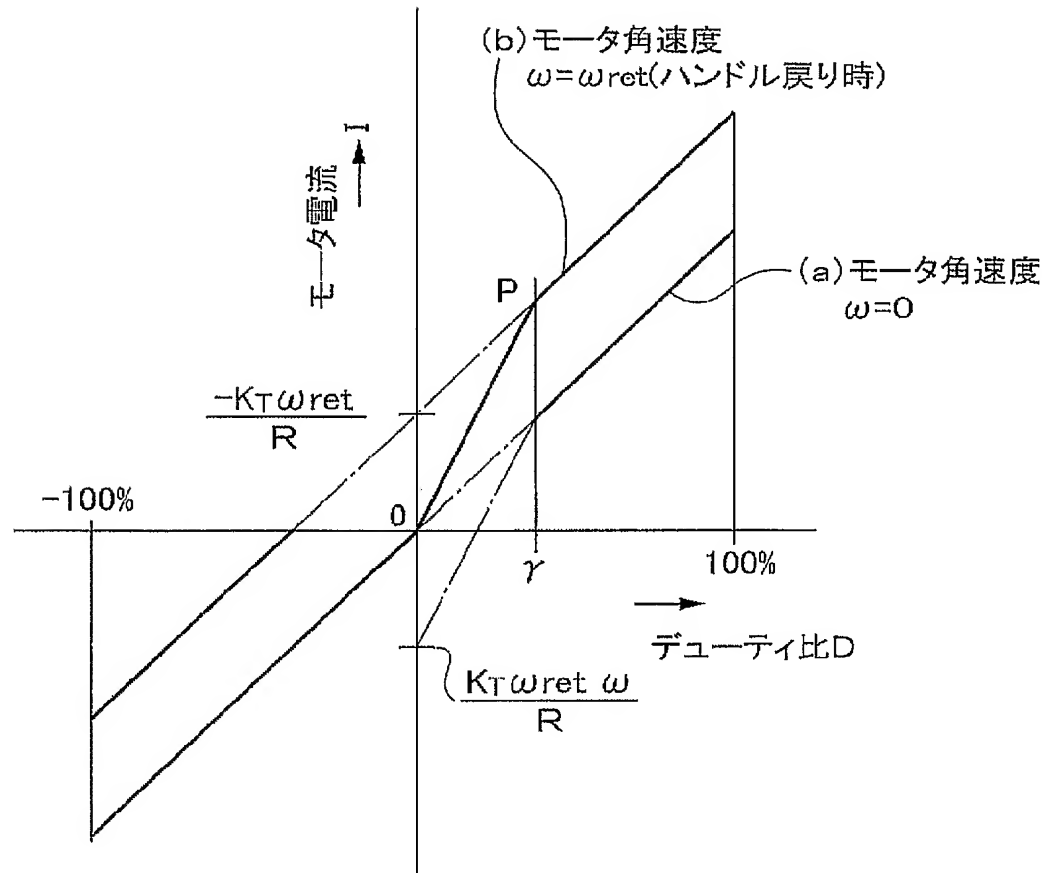
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 車両のハンドル戻しの状態において発生するモータ電流と P W M 信号のデューティ比の関係に生ずる不連続非線形特性を線形化し、ノイズの発生を抑え、円滑な操舵感覚が得られる電動パワーステアリング装置を提供する。

【解決手段】 電動パワーステアリング装置の電子制御回路 1 3 は、操舵補助指令値演算器 2 2 A につながる電流制御器 2 2 B から出力される V_{ref} を電流駆動線形化補償器 2 3 で演算して V_{ref2} を算出し、補償加算器 2 5 で処理してデューティ $D1$ を得、また V_{ref2} を電流不連続補償器 2 3 で処理してデューティ $D2$ を得る。モータ駆動回路 3 5 の H ブリッジ回路の上段 F E T 1 をデューティ $D1$ で駆動し、上段 F E T 1 と対となる下段 F E T 3 をデューティ $D2$ で駆動する。デューティ $D2$ をデューティ $D1$ とは独立に決定することができ、モータ電流対 P W M 信号デューティ比特性を連続線形化できる。

【選択図】 図 5

特願 2 0 0 3 - 4 1 7 6 8 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 4 2 0 4]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 9 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都品川区大崎 1 丁目 6 番 3 号
氏 名	日本精工株式会社

特願 2 0 0 3 - 4 1 7 6 8 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [3 0 2 0 6 6 6 2 9]

1. 変更年月日	2 0 0 2 年 1 1 月 2 1 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都品川区大崎 1 丁目 6 番 3 号
氏 名	N S K ステアリングシステムズ株式会社